PCT WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM
Internationales Büro

INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)

(51) Internationale Patentklassifikation 6 :		(11) Internationale Veröffentlichungsnummer:
H04H 1/00	A1	WO 97/33391
		(43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 12. September 1997 (12.09.97)

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP97/00338

(22) Internationales Anmeldedatum: 24. Januar 1997 (24.01.97)

(30) Prioritätsdaten:

196 08 926.3	7. März 1996 (07.03.96)	DE
196 40 814.8	2. Oktober 1996 (02.10.96)	DE
196 40 825.3	2. Oktober 1996 (02.10.96)	DE

(71) Anmelder *(für alle Bestimmungsstaaten ausser US)*: FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR FÖRDERUNG DER ANGEWANDTEN FORSCHUNG E.V. [DE/DE]; Leonrodstrasse 54, D-80636 München (DE).

(72) Erfinder; und

(75) Erfinder/Anmelder *(nur für US)*: HEUBERGER, Albert [DE/DE]; Hausäckerweg 18, D-91056 Erlangen (DE). GERHÄUSER, Heinz [DE/DE]; Saugendorf 17, D-91344 Waischenfeld (DE). PERTHOLD, Rainer [DE/DE]; Äußere Brucker Strasse 47, D-91052 Erlangen (DE). EBERLEIN, Ernst [DE/DE]; Waldstrasse 28 b, D-91091 Großenseebach (DE). PLANKENBÜHLER, Roland [DE/DE]; Grazer Strasse 7, D-90475 Nürnberg (DE). SCHOTT, Hartmut [DE/DE]; Harfenstrasse 8 b, D-91054 Erlangen (DE). NEUBAUER, Christian [DE/DE]; Effeltricher Strasse 24, D-90411 Nürnberg (DE).

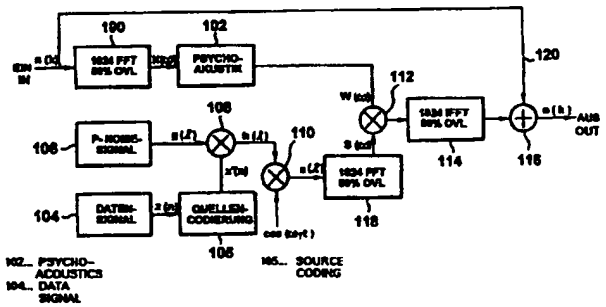
(74) Anwalt: SCHOPPE, Fritz; Postfach 71 08 67, D-81458 München (DE).

(81) Bestimmungsstaaten: US, europäisches Patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).

Veröffentlicht
Mit internationalem Recherchenbericht.

(54) Title: CODING PROCESS FOR INSERTING AN INAUDIBLE DATA SIGNAL INTO AN AUDIO SIGNAL, DECODING PROCESS, CODER AND DECODER

(54) Bezeichnung: CODIERVERFAHREN ZUR EINBRINGUNG EINES NICHT HÖRBAREN DATENSIGNALS IN EIN AUDIOSIGNAL, DECODIERVERFAHREN, CODIERER UND DECODIERER



(57) Abstract

In a coding process and a coder for inserting an inaudible data signal into an audio signal, the audio signal is first converted into a spectrum range and the masking threshold of the audio signal is determined. A pseudo-noise signal and a data signal are prepared and multiplied together to provide a frequency-spread data signal. The spread data signal is weighted by the masking threshold and then the audio signal and the weighted data signal are superimposed. In a process and a decoder for decoding an inaudible data signal inserted into an audio signal, first of all the audio signal is sampled and then the scanned audio signal is non-recursively filtered. Thereupon the filtered audio signal is compared with a threshold in order to re-obtain the data signal.

(57) Zusammenfassung

Bei einem Codierverfahren und einem Codierer zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal wird zunächst das Audiosignal in einen Spektralbereich umgewandelt und die Maskierungsschwelle des Audiosignals bestimmt. Ein Pseudorauschsignal und ein Datensignal werden bereitgestellt und miteinander multipliziert, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen. Das gespreizte Datensignal wird mit der Maskierungsschwelle gewichtet und anschließend wird das Audiosignal und das gewichtete Datensignal überlagert. Bei einem Verfahren und einem Decodierer zum Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal eingebrachten Datensignals wird zunächst das Audiosignal abgetastet und anschließend wird das abgetastete Audiosignal nicht-rekursiv gefiltert. Anschließend wird das gefilterte Audiosignal mit einem Schwellenwert verglichen, um das Datensignal wiederzugewinnen.

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AM	Armenien	GB	Vereinigtes Königreich	MX	Mexiko
AT	Österreich	GE	Georgien	NE	Niger
AU	Australien	GN	Guinea	NL	Niederlande
BB	Barbados	GR	Griechenland	NO	Norwegen
BE	Belgien	HU	Ungarn	NZ	Neuseeland
BF	Burkina Faso	IE	Irland	PL	Polen
BG	Bulgarien	IT	Italien	PT	Portugal
BJ	Benin	JP	Japan	RO	Rumänien
BR	Brasilien	KE	Kenya	RU	Russische Föderation
BY	Belarus	KG	Kirgisistan	SD	Sudan
CA	Kanada	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	SE	Schweden
CF	Zentrale Afrikanische Republik	KR	Republik Korea	SG	Singapur
CG	Kongo	KZ	Kasachstan	SI	Slowenien
CH	Schweiz	LI	Liechtenstein	SK	Slowakei
CI	Côte d'Ivoire	LK	Sri Lanka	SN	Senegal
CM	Kamerun	LR	Liberia	SZ	Swasiland
CN	China	LK	Litauen	TD	Tschad
CS	Tschechoslowakei	LU	Luxemburg	TG	Togo
CZ	Tschechische Republik	LV	Lettland	TJ	Tadschikistan
DE	Deutschland	MC	Monaco	TT	Trinidad und Tobago
DK	Dänemark	MD	Republik Moldau	UA	Ukraine
EE	Estland	MG	Madagaskar	UG	Uganda
ES	Spanien	ML	Mali	US	Vereinigte Staaten von Amerika
FI	Finnland	MN	Mongolei	UZ	Usbekistan
FR	Frankreich	MR	Mauretanien	VN	Vietnam
GA	Gabon	MW	Malawi		

Codierverfahren zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal, Decodierverfahren, Codierer und Decodierer

Beschreibung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein Codierverfahren zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal, auf ein Verfahren zum Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals, auf einen Codierer und einen Decodierer.

Die Übertragung von nicht hörbaren Datensignalen in einem Audiosignal findet beispielsweise Anwendung bei der Reichweitenforschung für den Rundfunk. Die Reichweitenforschung dient dazu, die Zuhörerverteilung einzelner Radiostationen zuverlässig zu ermitteln. Im Stand der Technik sind unterschiedliche Verfahren bekannt, um die Zuhörerverteilung einzelner Radiostationen zu ermitteln.

Ein erstes Verfahren arbeitet derart, daß mittels eines Mikrophons, das von einem Hörer getragen wird, die Umgebungsgeräusche aufgezeichnet und mittels eines Referenzempfängers verglichen. Aus dem Vergleich läßt sich dann die Empfangsfrequenz des Rundfunkempfängers ermitteln.

Bei einem zweiten Verfahren werden die Umgebungsgeräusche in komprimierter Form mit der Information der genauen Uhrzeit in einem Speicher aufgezeichnet werden und anschließend an eine Zentrale übertragen werden. Dort werden die Daten von leistungsfähigen Rechnern mit Programmbeispielen verglichen, die während einer vorbestimmten Zeitdauer, beispielsweise eines Tages, aufgezeichnet wurden. Auf diese Art kann der gehörte Sender ermittelt werden.

Die oben beschriebenen Verfahren weisen die nachfolgenden Nachteile auf.

Das zuerst beschriebene System ist nicht anwendbar bei einem Mehrbandempfang, Mehrnormenempfang oder Mehrmedienempfang, da es nur auf die Übertragung von frequenzmodulierten Signalen beschränkt ist. Eine zusätzliche lokale Abstrahlung anderer Medien über freie FM-Kanäle ist aufgrund der Vielfalt der Programmquellen nur in Einzelfällen durchführbar. Ferner wird gemäß diesem Verfahren die gleiche Empfangsstärke benötigt, wie sie der Empfänger der Hörers aufweist. Bei einer guten Empfangsanlage oder z.B. im Auto ist diese Bedingung nicht zu realisieren. Ein weiterer Nachteil besteht in der Reaktionszeit zum Abstimmen des Referenzempfängers und der Korrelation, da diese mit dem Programmangebot anwächst und im Bereich von Minuten liegt. Der Stromverbrauch eines solchen Verfahrens ist durch die verwendeten Komponenten, den Empfänger, die Signalverarbeitung, usw., erheblich. Der Empfänger kann des weiteren nicht beliebig sparsam ausgestaltet werden, da durch den Stromverbrauch des Referenzempfängers unmittelbar die Großsignalfestigkeit bestimmt ist. Wiederum ein weiterer Nachteil besteht darin, daß durch das Vergleichsprinzip lediglich die Frequenz des empfangenen Signals bestimmt werden kann, wobei die Frequenzbelegung jedoch vom augenblicklichen Standort abhängt. Somit ist es notwendig, eine Information hinsichtlich des Standorts des Hörers zu erhalten, beispielsweise über die aktuellen Sendertabellen.

Das zweite, oben beschriebene Verfahren weist den Nachteil eines erheblichen Speicherbedarfs auf, da sich bei einer Aufzeichnung über 24 Stunden eine Nettodatenmenge von ca. 150 MB ergibt. Selbst bei einer guten Komprimierung um z.B. den Faktor 10 fallen täglich ca. 15 MB an Daten an. Somit sind die zu verwendenden Speicher groß und damit teuer und haben auch eine hohe Stromaufnahme. Weiter ist die Ermittlung der Referenzprogramme schwierig, da sie dezentral landesweit erfolgen muß. Wiederum ein weiteres Problem besteht in der Problematik des Datenschutzes, da die Audioinformationen unmittelbar aus der Umgebung der Testperson ge-

sammelt und zu einer zentralen Auswertung transportiert werden.

Um die oben beschriebenen Probleme zu vermeiden wurden im Stand der Technik bereits mehrere Verfahren vorgeschlagen, bei denen ein Kennungssignal eines Senders in der Form eines Datensignals in das zu übertragende Audiosignal eingebracht wird. Das zu übertragende Datensignal ist in diesem Fall für den Zuhörer nicht hörbar.

Solche Verfahren sind beispielsweise in der WO 94/11989, GB 2260246 A, GB 2292506 A und in der WO 95/04430 beschrieben. Der Nachteil dieser Verfahren besteht darin, daß nicht sichergestellt werden kann, daß das Datensignal zu jedem Zeitpunkt der Übertragung des Audiosignals für den Zuhörer nicht hörbar ist.

Die US-A-5,450,490 beschreibt eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Einschließen von Codes in Audiosignale und zum Decodieren derselben. Dieses System verwendet unterschiedliche Symbole, die mittels verschränkter Frequenzlinien codiert werden. Um sicherzustellen, daß die übertragenen Datensignale zu jeder Zeit nicht hörbar sind, wird hinsichtlich der einzelnen Frequenzen, aus denen sich die zu übertragenden Symbole zusammensetzen, eine Maskierungsbeurteilung durchgeführt. Der Nachteil dieses Verfahren besteht darin, daß die Erzeugung von zu übertragenden Signalen sehr aufwendig ist.

Ausgehend von diesem Stand der Technik liegt der vorliegenden Erfindung die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zum Codieren und Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals zu schaffen, bei dem sichergestellt ist, daß das zu übertragende Datensignal vom menschlichen Ohr nicht wahrgenommen wird, gegenüber Interferenzerscheinungen unanfällig ist und eine gute Kanalausnutzung bildet, wobei das Datensignal sicher und einfach decodiert werden kann.

Diese Aufgabe wird durch ein Codierverfahren gemäß Anspruch 1 und durch ein Verfahren zum Decodieren gemäß Anspruch 15 gelöst.

Ausgehend von diesem Stand der Technik liegt der vorliegenden Erfindung ferner die Aufgabe zugrunde, einen Codierer und einen Decodierer zum Einbringen und Herausziehen eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals zu schaffen, bei dem sichergestellt ist, daß das zu übertragende Datensignal vom menschlichen Ohr nicht wahrgenommen wird, gegenüber Interferenzerscheinungen unanfällig ist und eine gute Kanalausnutzung bildet, wobei das Datensignal sicher und einfach decodiert werden kann.

Diese Aufgabe wird durch einen Codierer gemäß Anspruch 18 und durch einen Decodierer gemäß Anspruch 32 gelöst.

Die vorliegende Erfindung schafft ein Codierverfahren zum Einbringen eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal, mit folgenden Schritten:

a) Umwandeln des Audiosignals in den Spektralbereich;

b) Bestimmen der Maskierungsschwelle des Audiosignals;

c) Bereitstellen eines Pseudorauschsignal;

d) Bereitstellen des Datensignals;

e) Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen;

f) Gewichten des gespreizten Datensignals mit der Maskierungsschwelle; und

g) Überlagern des Audiosignals und des gewichteten Sig-

nals.

Die vorliegende Erfindung schafft ein Verfahren zum Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals, mit folgenden Schritten:

a) Abtasten des Audiosignals;

b) nicht-rekursives Filtern des abgetasteten Audiosignals; und

c) Vergleichen des gefilterten Audiosignals mit einem Schwellenwert, um das Datensignal wiederzugewinnen.

Ein Vorteil der erfindungsgemäßen Verfahren besteht darin, daß Informationen in ein Audiosignal eingebracht werden, ohne daß sie vom menschlichen Ohr wahrgenommen werden, aber von einem Detektor sicher decodiert werden. Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, daß die Spread-Spektrum-Modulation verwendet wird, bei der die Information bzw. das Datensignal in das gesamte Übertragungsband gespreizt wird, wodurch die Anfälligkeit gegenüber Interferenzerscheinungen und die Mehrwegausbreitung reduziert wird. Gleichzeitig ergibt sich eine gute Kanalausnutzung.

Gemäß der vorliegenden Erfindung wird die Nichthörbarkeit dadurch erreicht, daß das Audiosignal, welches beispielsweise ein Musiksignal ist, dem das Datensignal bzw. die Informationen beigefügt werden sollen, einer Psychoakustikberechnung unterzogen wird. Aus dieser wird die Maskierungsschwelle ermittelt und das Spread-Spektrum-Signal wird mit dieser gewichtet. Dies stellt sicher, daß zu keinem Zeitpunkt mehr Energie zur Datenübertragung verwendet wird, als psychoakustisch zulässig ist.

Gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung verwendet das Verfahren zum Decodieren des codierten Datensignals ein nicht-rekursives Filter (Matched-Fil-

ter). Der Vorteil besteht darin, daß dieses Filter zur Korrelation und Rekonstruktion verwendet werden kann, so daß sich das Verfahren zum Decodieren besonders einfach gestaltet, was im Hinblick auf eine spätere Hardwarerealisierung vorteilhaft ist. Ein das erfindungsgemäße Verfahren ausführender Decodierer kann beispielsweise in der Form einer Armbanduhr vorgesehen sein, der leicht von Testpersonen getragen werden kann.

Die vorliegende Erfindung schafft ferner einen Codierer zum Einbringen eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal, der

- das Audiosignal in den Spektralbereich umwandelt;

- die Maskierungsschwelle des Audiosignals bestimmt;

- ein Pseudorauschsignal bereitstellt;

- ein Datensignal bereitstellt;

- das Pseudorauschsignal mit dem Datensignal multipliziert, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen;

- das gespreizte Datensignal mit der Maskierungsschwelle gewichtet; und

- das Audiosignal und das gewichtete Datensignal gewichtet.

Die vorliegende Erfindung schafft einen Decodierer zum Herausziehen eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals, der

- das Audiosignal abtastet;

- das abgetastete Audiosignal nicht-rekursiv filtert; und

- das gefilterte Audiosignal mit einem Schwellenwert ver-

gleicht, um das Datensignal wiederzugewinnen.

Ein Vorteil des erfindungsgemäßen Codierers und Decodierers besteht darin, daß Informationen in ein Audiosignal eingebracht werden, ohne daß sie vom menschlichen Ohr wahrgenommen werden, aber von einem Detektor sicher decodiert werden. Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, daß die Spread-Spektrum-Modulation verwendet wird, bei der die Information bzw. das Datensignal in das gesamte Übertragungsband gespreizt wird, wodurch die Anfälligkeit gegenüber Interferenzerscheinungen und die Mehrwegausbreitung reduziert wird. Gleichzeitig ergibt sich eine gute Kanalausnutzung.

Gemäß der vorliegenden Erfindung wird die Nichthörbarkeit dadurch erreicht, daß das Audiosignal, welches beispielsweise ein Musiksignal ist, dem das Datensignal bzw. die Informationen beigefügt werden sollen, einer Psychoakustikberechnung unterzogen wird. Aus dieser wird die Maskierungsschwelle ermittelt und das Spread-Spektrum-Signal wird mit dieser gewichtet. Dies stellt sicher, daß zu keinem Zeitpunkt mehr Energie zur Datenübertragung verwendet wird, als psychoakustisch zulässig ist.

Gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung verwendet der Decodierer ein nicht-rekursives Filter (Matched-Filter). Der Vorteil besteht darin, daß dieses Filter zur Korrelation und Rekonstruktion verwendet werden kann, so daß sich das Verfahren zum Decodieren besonders einfach gestaltet, was im Hinblick auf eine spätere Hardwarerealisierung vorteilhaft ist. Ein erfindungsgemäßer Decodierer kann beispielsweise in der Form einer Armbanduhr vorgesehen sein, der leicht von Testpersonen getragen werden kann.

Bevorzugte Weiterbildungen der erfindungsgemäßen Verfahren sind in den Unteransprüchen definiert.

Nachfolgend werden anhand der beiliegenden Zeichnungen bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Codierers;

Fig. 2 eine Darstellung des Übertragungsrahmens, der zur Übertragung des Nutzsignals verwendet wird;

Fig. 3 ein Blockdiagramm des in Fig. 1 dargestellten Quellencodierungsblocks;

Fig. 4 ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Decodierers

Fig. 5 ein Blockdiagramm des in Fig. 4 dargestellten Datendekodieres;

Fig. 6 ein Ausführungsbeispiel eines Systems zur Bestimmung der Zuhörerverteilung einer Radiostation, das die erfindungsgemäßen Verfahren zum Codieren und Decodieren verwendet;

Fig. 7 ein Ausführungsbeispiel eines Systems zur Bestimmung der Zuhörerverteilung einer Radiostation, das die erfindungsgemäßen Verfahren zum Codieren und Decodieren verwendet;

Fig. 8 ein Ausführungsbeispiel eines Systems zum Kennzeichnen von Audiosignalen mit einer eindeutigen Kennummer zur Identifizierung von Tonträgern; und

Fig. 9 ein Ausführungsbeispiel eines Systems zur Fernsteuerung von Audiogeräten, das die erfindungsgemäßen Verfahren zum Codieren und Decodieren verwendet.

Nachfolgend wird anhand der Fig. 1 ein Ausführungsbeispiel eines Codierers näher beschrieben. Es wird darauf hingewiesen, daß die in Fig. 1 dargestellte Schaltung lediglich ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel darstellt, und die vorliegende Erfindung nicht darauf beschränkt ist.

Die in Fig. 1 dargestellte Codierschaltung besteht aus einem Transformationsblock 100, einem Psychoakustikblock 102, einem Datensignalgenerator 104, einem Quellencodierungsblock 105, einem Pseudo-Noise-Signalgenerator 106, einem BPSK-Basisbandmodulator 108 (BPSK = Binary Phase Shift Keying = binäre Phasenverschiebungstastung), einem BPSK-Modulator 110, einer Einrichtung zum Gewichten von zwei Signalen 112, einem Rücktransformationsblock 114 und einer Superpositions- bzw. Überlagerungseinrichtung 116. Bei dem in Fig.1 dargestellten Ausführungsbeispiel sind der BPSK-Basisbandmodulator 108, der BPSK-Modulator 110 und die Einrichtung zum Gewichten von zwei Signalen 112 jeweils durch einen Multiplizierer gebildet. Ferner ist ein weiterer Transformationsblock 118 vorgesehen, der das Ausgangssignal s(l) des BPSK-Modulators 110 in den Spektralbereich transformiert.

Der Transformationsblock 100 ist mit einem Eingang EIN der Schaltung verbunden. Der Ausgang des Transformationsblock 100 ist mit dem Psychoakustikblock 102 verbunden. Der Eingang der Schaltung ist ferner mit einem Eingang der Superpositionseinrichtung 116 verbunden.

Der Ausgang des Pseudo-Noise-Signalgenerators 106 ist mit einem Eingang des BPSK-Basisbandmodulators 108 verbunden und der Ausgang des Datensignalgenerators 104 mit dem Eingang des Quellencodierungsblocks 105 verbunden, dessen Ausgang wiederum mit dem anderen Eingang des BPSK-Basisbandmodulators 108 verbunden ist. Der Ausgang des BPSK-Basisbandmodulators 108 ist mit einem Eingang des BPSK-Modulators 110 verbunden, dessen anderer Eingang mit einem Signalgenerator (nicht dargestellt) verbunden ist, der ein cosinusförmiges

Signal an den anderen Eingang des BPSK-Modulators 110 anlegt. Der Ausgang des BPSK-Modulators 110 ist mit dem weiteren Transformationsblock 118 verbunden, dessen Ausgang mit der Gewichtungseinrichtung 112 verbunden ist.

Der Ausgang des Psychoakustikblocks 102 ist ebenfalls mit der Gewichtungseinrichtung 112 verbunden. Der Ausgang der Gewichtungseinrichtung 112 ist mit einem Eingang des Rücktransformationsblocks 114 verbunden. Der Ausgang des Rücktransformationsblocks 114 ist mit einem weiteren Eingang der Superpositionseinrichtung 116 verbunden, wobei der Ausgang der Superpositionseinrichtung 116 mit einem Ausgang AUS der Schaltung verbunden ist.

Nachfolgend wird anhand der Fig. 1 ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Codierverfahrens näher beschrieben.

Zunächst wird am Eingang "EIN" ein Musiksignal n(k) eingespeist, das beispielsweise als digitales PCM-Musiksignal vorliegt (PCM = Pulsed Code Modulation). Im Transformationsblock 100 wird das Musiksignal zunächst einer Fensterung mit Hanningfenster unterzogen und anschließend mittels einer schnellen Fourier-Transformation (FFT = fast fourier transformation) mit einer Länge von 1024 mit 50% Überlappung (Overlap) in den Spektralbereich umgewandelt. Danach liegt das Spektrum N(..) des Musiksignals n(k) mit 512 Frequenzlinien vor, das als Eingangssignal für die Psychoakustik 102 verwendet wird. Das Spektrum des Musiksignals wird gleichzeitig an die Superpositionseinrichtung 116 angelegt, wie dies durch den Pfeil 120 verdeutlicht ist.

Im Psychoakustikblock 102 wird das Spektrum N(ω) in kritische Bänder (critical bands) aufgeteilt. Diese Bänder haben eine Breite von 1/3 bark, was abhängig von Abtastfrequenz (im vorliegenden Beispiel beträgt diese z.B. 44,1 kHz oder 48 kHz) eine Bandanzahl von ca. 60 kritischen Bändern ergibt. Die Zuordnung der Frequenzen f(Hz) in Bänder z(bark)

orientiert sich an der Bandeinteilung, die das menschliche Ohr beim Hörvorgang vornimmt und ist beispielsweise im Standard ISO/IEC 11172-3 tabellarisch notiert. In diesen kritischen Bändern wird die Bandenergie durch Summation des Realteils und des Imaginärteils des Spektrums N(..) gemäß der nachfolgenden Gleichung bestimmt:

$$E_i = \mathrm{Re}\ (N(\omega_i))^2 + \mathrm{Im}\ (N(\omega_i))^2$$

Diese Energieverteilung wird nun einer Spreizung unterworfen. Hierfür wird für jedes Band die sogenannte Spreizungsfunktion berechnet, wobei die Berechnung dem Standard ISO/IEC 11172-3 (1993) folgt. Anschließend werden die 60 erhaltenen Spreizungsverläufe mit den Bandenergien gefaltet und man erhält den Verlauf der Erregung. Aus dieser läßt sich unter Berücksichtigung des Verdeckungsmaßes die Maskierungsschwelle W(z) für nichttonale Audiosignale mit einem Stützpunkt pro kritischem Band z berechnen.

Für tonale Audiosignale ist die Maskierungsschwelle W(z) erheblich niedriger anzusetzen. Daher wird mit Hilfe einer Signalprädiktion ein Maß für die Tonalität für jede Frequenzlinie bestimmt. Die Prädiktion bestimmt aus den beiden zurückliegenden FFTs für jede Linie eine prädizierten Vektor durch Addition der Phasen- und Betragsdifferenz zum Vektor der letzten FFT-Linie. Anschließend wird ein Fehlervektor durch Differenzbildung von prädiziertem Vektor und tatsächlich aus der FFT erhaltenen Vektor gebildet.

Durch linienweise Betragsbildung des Fehlervektors berechnet sich ein Maß für die Unvorhersagbarkeit des Signals (engl. Abk. cw = chaos measure) für jedes ω. Aus dem "cw"-Wert, der Werte zwischen 0 - "sehr tonal" - und 1 - "nicht tonal" - annehmen kann, wird das Verdeckungsmaß, das bei der Berechnung der Maskierungsschwelle zu berücksichtigen ist, ausgerechnet.

Alternativ kann die Berechnung der Maskierungsschwelle auch

anders erfolgen. Die aus der FFT erhaltenen Spektrallinien werden in kritische Bänder zusammengefaßt. Diese Bänder haben eine Breite von 1/3 bark, was abhängig von Abtastfrequenz (im vorliegenden Beispiel beträgt diese z.B. 44,1 kHz oder 48 kHz) eine Bandanzahl von ca. 60 kritischen Bändern ergibt. Die Zuordnung der Frequenzen f(Hz) in Bänder z(bark) orientiert sich an der Bandeinteilung, die das menschliche Ohr beim Hörvorgang vornimmt und ist beispielsweise im Standard ISO/IEC 11172-3 tabellarisch notiert. In diesen kritischen Bändern wird die Bandenergie durch Summation des Realteils und des Imaginärteils des Spektrums $N(\omega)$ gemäß der nachfolgenden Gleichung bestimmt:

$$E_i = \mathrm{Re}\ (N(\omega_i))^2 + \mathrm{Im}\ (N(\omega_i))^2$$

Es sei nun angenommen, daß in dem gesamten Band nur tonale Signale vorliegen. In diesem Fall (worst case) ergibt sich die Maskierungsschwelle um einen festen Betrag unter der Energieverteilung des Musiksignals. Als maximales Verdeckungsmaß können z.B. -18dB angenommen werden. Der Vorteil dieses Verfahrens besteht darin, daß die Berechnung seht einfach ist, da weder Faltungen noch Prädiktionen vorgenommen werden müssen. Der Nachteil ist, daß u.U. Energiereserven, die das Musiksignal an Verdeckung liefert nicht genutzt werden. Hat man jedoch eine ausreichende Verarbeitungsverstärkung (processing-gain) bereitgestellt, stört dieser Nachteil nicht.

W(z) wird in nun in $W(\omega)$ umgerechnet, wobei diese Umrechnung gemäß dem Standard ISO/IEC 11172-3 erfolgt. Der Verlauf der Maskierungsschwelle $W(\omega)$ liegt somit am Ausgang des Blocks 102 an, und zeigt an, bis zu welchem Energiepegel an dem Signal an einer Stelle ω Energie zugeführt werden darf, damit diese Änderung unhörbar bleibt.

Der Datensignalgenerator 104 (DSG) stellt das Nutzdatensignal x(n) zur Verfügung, das im Regelfall zyklisch wiederholt wird, um jederzeit eine Decodierung in einem Decoder zu er-

möglichen. Das Datensignal hat eine Bandbreite von beispielsweise 50 Hz. Die Daten am Ausgang des DSG 104 liegen als Binärsignal vor und haben eine niedrige Bitrate $1/T_X$ im Bereich von 1-100 Bit/s. Das Spektrum dieses Signals muß im Vergleich zum Spektrum des Signals, das von dem PN-Signalgenerator 106 mit ω_X abgegeben wird, sehr schmalbandig sein.

Die Nutzdatensignale x(n) bestehen bei dem in Fig.1 beschriebenen Ausführungsbeispiel aus Worten mit einer Länge von 11 Bit. Diese Datenworte sind in einem Rahmen (Frame) eingebaut, der eine Länge zwischen 26 und 29 Bit. In Fig. 2 ist der Aufbau eines solchen Übertragungsrahmens näher dargestellt. Der Übertragungsrahmen 200 umfaßt vier Abschnitte 202, 204, 206, 208. Der erste Abschnitt ist ein Synchronwort 202, das aus sieben Bits (Bits 0 bis 6) besteht und bei dem in Fig. 2 dargestellten Beispiel durch die Bitfolge 1111110 gebildet ist. Der zweite Abschnitt 202 dient dem Fehlerschutz und besteht aus vier Bits (Bits 7 bis 10). Der dritte Abschnitt 206 enthält das Datenwort, das eine Länge von 11 Bits hat (Bits 11 bis 21). Der vierte Abschnitt 208 enthält eine Überprüfungssumme (Checksumme) aus vier Bits (Bits 22 bis 25).

Der Fehlerschutz (Abschnitt 204 in Fig. 2) wird durch einen nichtsystematischen (15,11)-Hammingcode realisiert. Mit diesem Blockcode lassen sich alle 1-Bit-Fehler korrigieren. Bei Mehr-Bit-Fehlern wird das erhaltene Datenwort als falsch verworfen. Der Vorteil dieses Codes besteht darin, daß er ohne großen Rechneraufwand durch einfache Matrixmultiplikation realisierbar ist und damit auch hinsichtlich des Dekodierverfahrens geeignet ist.

Da der Übertragungskanal bitorientiert arbeitet muß der Übertragungsrahmen mit einem HDLC-Protokoll übertragen werden (HDLC = high-level data link control = hochstufige Datenverbindungssteuerung). Diese Protokoll ist derart modifiziert, daß nicht nur nach sechs aufeinanderfolgenden "1"-Bits eine "0" eingefügt wird, sondern auch nach sechs "0"-

Bits eine "1". Diese Modifikation ist erforderlich, um Phasendrehungen, die auf dem Kanal auftreten können, zu erkennen und zu korrigieren.

Der Übertragungsrahmen 200 wird durch den Quellencodierungsblock 105 (Fig. 1) aufgebaut. In Fig. 3 ist der Quellencodierungsblock 105 im Detail dargestellt.

Dem Quellencodierungsblock 105 werden von dem Datensignalgenerator 104 die Datensignale bereitgestellt. Am Eingang 302 des Blocks 105 liegen die Daten als Datenworte mit 11 Bit Länge vor, wie dies in Fig. 3 dargestellt ist. Der Übertragungsrahmen wird nun derart aufgebaut, daß zunächst der Fehlerschutz in einem ersten Block 304 durch den (15,11)-Hammingcode realisiert wird. Der Rahmen hat nun eine Länge von 15 Bits. Anschließend wird in einem zweiten Block 306 die Überprüfungssumme dem Rahmen zugefügt. Die Länge ist danach 19 Bits. Im Block 318 erfolgt die erforderliche Codierung des Übertragungsrahmens durch einen HDLC-Codierer, was zu einer Länge des Rahmens von 19 bis 22 Bits führt. Das am Ausgang des Block 308 vorliegende Binärsignal wird nun in ein antipodisches Signal umgewandelt. Dies kann z.B. mit der Zuordnung 0 - > 1 und 1 - > -1 erfolgen. Um den Rahmen zu vervollständigen wird diesem im Block 310 das Synchronwort zugefügt. Am Ausgang 312 des Quellencodierungsblocks 105 liegt der Übertragungsrahmen mit einer Länge von 26 bis 29 Bits an, der dem BPSK-Basisbandmodulator 108 zugeführt wird.

Der Pseudo-Noise-Signalgenerator 106 (PNSG) stellt das Spreizungssignal g(l) mit der Bitrate $1/T_g$ bereit. Die Bandbreite ω_g dieses Signals bestimmt die Bandbreite ω_s des Spread-Spektrum-Signals und legt bei dem in Fig. 1 dargestellten Ausführungsbeispiel im Bereich von 6 kHz. Die höheren Frequenzen, die ein hochwertiges Musiksignal bietet, wurden unter Berücksichtigung des Frequenzgangs der Wiedergabegeräte (z.B. Kofferradios) außer Acht gelassen. Der PNSG 106 ist gemäß einem Ausführungsbeispiel als rückgekoppeltes Schieberegister aufgebaut und liefert eine pseudozufällige

Pseudo-Noise-Sequenz (PN Sequenz) der Länge N. Diese Sequenz muß im Decoder zur Decodierung des Signals bekannt sein.

Das Verhältnis T_x/T_n wird als Spreizungsfaktor bezeichnet und bestimmt direkt das Signal-Rausch-Verhältnis, bis zu dem das Verfahren noch zuverlässig arbeitet. Gemäß dem hier beschriebenen Ausführungsbeispiel beträgt der Spreizungsfaktor 128 und damit das Signal-Rausch-Verhältnis $S/N = 10\log10(T_x/T_n) = -21$ dB.

Das vorliegende Binärsignal g(l) des PNSG 106 wird nun in ein antipodisches Signal umgewandelt. Dies kann z.B. mit der Zuordnung 0 - > 1 und 1 - > -1 erfolgen. Nach dieser Formattierung ist das Signal aufbereitet und wird dem BPSK-Basisbandmodulator zugeführt.

Der BPSK-Basisbandmodulator 108 gestaltet sich bei der Verwendung antipodischer Signale einfach, da eine Abtastwertweise Multiplikation der BPSK-Modulation entspricht. Das sich ergebende Signal $h(l) = g(l)x'(n)$ hat eine Bandbreite von $\omega_h \approx 6$ kHz. Die Amplitudenwerte sind -1 und 1. Das Signal hat das Hauptmaximum bei 0 Hz, liegt also im Basisband vor.

Das Basisbandsignal h(l) wird nun dem BPSK-Modulator 110 zugeführt. Dort wird das Basisbandsignal h(l) auf einen cosinusförmigen Träger $\cos(\omega_T t)$ aufmoduliert. Die Frequenz des Trägers beträgt die Hälfte der Bandbreite des Spreizbandsignals im Basisband. Somit kommt die erste Nullstelle des modulierten Spektrums bei 0 Hz zu liegen. Dadurch kann das Signal auf Kanälen übertragen werden, deren Übertragungsfunktion im Bereich von 0 bis 100 Hz stark dämpft, wie dies bei Audioübertragungen über Lautsprecher und Mikrophon zu erwarten ist.

Alternativ kann die Modulation statt mit einem Trägercosinus auch durch geeignete Codierung erfolgen. Durch seine besondere Eigenschaft mittelwertfrei zu sein, kann auch der Man-

chester-Code Verwendung finden. Durch seine Mittelwertfreiheit kommt somit hier auch bei 0 Hz keine Energie des Spreizbandsignals zu liegen, was für die Übertragbarkeit wichtig ist. Die Codiervorschrift für den Manchester-Code lautet 0 -> 10 und 1 -> 01. Die Anzahl der Bits verdoppeln sich also.

Das Zeitsignal s(l), das am Ausgang des BPSK-Modulators 110 anliegt, wird nun mittels einer schnellen Fourier-Transformation im Transformationsblock 118 in den Spektralbereich transformiert, so daß am Ausgang des Blocks 118 $S(\omega)$ anliegt.

Der spektrale Verlauf des gespreizten Nutzsignals $S(\omega)$ wird nun mit dem Verlauf der Maskierungsschwelle $W(\omega)$ durch den Gewichtungsblock 112 gewichtet, was dazu führt, daß an keiner Stelle im Audiospektrum mehr Rauschenergie durch das Spread-Spektrum-Signal eingebracht wird, als das menschliche Ohr wahrnehmen kann. In Bezug auf die Demodulation des Nutzsignals wirkt sich der statisch verändernde Verlauf der Energieverteilung im Nutzsignal nur geringfügig aus, da das Verfahren gerade in diesem Zusammenhang besonders leistungsfähig ist.

Anschließend erfolgt eine Rücktransformation durch eine inverse schnelle Fourier-Transformation im Block 114, so daß das codierte Musiksignal wieder im Zeitbereich vorliegt. Bei der Rücktransformation sind die 50% Überlappung zu beachten.

Beim Block 116 wird das psychoakustisch gewichtete Nutzsignal im Zeitbereich zum Musiksignals n(k) addiert.

Am Ausgang "AUS" liefert der Codierer ein digitales PCM-Signal $n_c(k)$, das auf einer beliebigen Übertragungsstrecke übermittelt werden kann, solange diese eine Bandbreite von mindestens 6 kHz aufweist.

Alternativ zu dem oben beschriebenen Ausführungsbeispiel

kann anstelle des Eingangs der Schaltung der Ausgang des Transformationsblocks 100 zusätzlich mit der Überlagerungseinrichtung 116 verbunden sein. In diesem Fall erfolgt eine Überlagerung des spektralen Spreizungssignals und des spektralen Audiosignals und anschließend die Rücktransformation in den Zeitbereich.

Nachfolgend wird ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel einer Decodierschaltung beschrieben, die zur Ausführung eines bevorzugten Ausführungsbeispiels des erfindungsgemäßen Verfahrens zum Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals verwendet wird.

Der Decodierer umfaßt ein Mikrophon 400, das ein beispielsweise von einem Rundfunkempfänger abgestrahltes Musiksignal empfängt. Der Ausgang des Mikrophons 400 ist mit dem Eingang eines Tiefpasses 402 verbunden, dessen Ausgang mit einem Verstärker 404 mit automatischer Vertärkungssteuerung verbunden ist. Der Ausgang des Verstärkers 404 ist mit einem Analog/Digital-Wandler 406 verbunden. Der Ausgang des Analog/Digital-Wandler 406 ist mit dem Eingang eines nicht-rekursiven Filters 408 (matched FIR-Filter) verbunden, dessen Ausgang mit einem Eingang eines Bitsynchronisationssteuerungsblocks 410 verbunden ist. Der Ausgang des Blocks 410 ist mit dem Eingang eines Datendecodieres 412 verbunden. Am Ausgang des Datendecodieres 412 liegt das decodierte Datensignal vor.

Nachfolgend wird ein Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Decodierers anhand der Fig. 4 beschrieben. Das vom Rundfunkempfänger abgestrahlte Musiksignal $n_c(k)$ wird vom Mikrophon 400 in elektrische Signale umgewandelt und dem Tiefpaß 402 zugeführt. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses 402 ist so bemessen, daß die Frequenzanteile, in denen keine Daten einmoduliert sind, stark gedämpft werden. Bei dem vorliegenden Ausführungsbeispiel ist die Grenzfrequenz gleich 6 kHz. Die Tiefpaßfilterung dient dazu, Überfaltungen zu vermeiden, die durch das später stattfindende Abtasten des Si-

gnals entstehen können.

Der Verstärker 404 mit automatischer Vertärkungssteuerung (AGC = Automatic Gain Control) stellt eine konstante Momentanleistung des Eingangssignals vor dem A/D-Wandler 406 sicher. Dies ist erforderlich, um kanalbedingte zeitweise Dämpfungen ausgleichen zu können. Es wird darauf hingewiesen, daß der Decodierer sowohl hardwaremäßig als auf softwaremäßig realisierbar ist. Im Fall einer softwaremäßigen Realisierung kann auf den Verstärker 404 verzichtet werden.

Der A/D-Wandler führt eine Abtastung und Digitalisierung des Signals durch.

Das angepaßte (matched) Filter 408 besteht aus einem FIR-Filter bzw. einem nicht-rekursiven Filter. Das Filter 408 enthält als Koeffizienten die umgekehrte Folge der PN-Sequenz des Senders. Die PN-Sequenz des Pseudorauschsignals kann beispielsweise manchestercodiert sein. In diesem Fall enthält das Filter 408 enthält als Koeffizienten die umgekehrte manchestercodierte Folge der PN-Sequenz des Senders. Somit erzeugt das Filter 408 bei maximaler Korrelation eine Spitze am Ausgang, deren Vorzeichen dem übertragenen Symbol entspricht. Der Filterausgang liefert also im Abstand der Länge $2*N$ der PN-Sequenz Spitzen, die die übertragenen Daten darstellen. Da die Spitzen nicht zu jeder Zeit eindeutig zu bestimmen sind, ist dem Filter 408 der Bitsynchronisationssteuerungsblock 410 nachgeschaltet.

Die Synchronisationssteuerung im Block 410 sucht im Ausgangssignal des Filters 408 Spitzen, die sich eindeutig von dem Rauschgrund abheben. Ist eine solche Spitze gefunden, wird synchron zu der Länge der PN-Sequenz in den Ausgang des Filters 408 hineingetastet, um die übertragenen Symbole zurückzugewinnen. Erscheint während dieser Zeit eine eindeutige Spitze, wird der Abtastzeitpunkt entsprechend korrigiert.

Der Ausgang des Blocks 410 liefert einen Bitstrom, der im nachfolgenden Datendekodierer 412 bearbeitet wird. Dieser Bitstrom stellt im Fall, daß am Eingang des Mikrophons 402 kein gültig codiertes Signal anliegt, eine zufällige Folge von Bits dar. Ist der Dekodierer bitsynchronisiert, enthält der Bitstrom die gesendeten Daten.

Im Datendekodierer 412 erfolgt die Dekodierung des Nutzdatensignals aus dem Bitstrom vom Block 410. Anhand der Fig. 5 wird nachfolgend der Datendekodierer näher beschrieben. Der Datendekodierer 412 umfaßt einen Eingang EIN, der mit einem Rahmensynchronisationsblock 502 und einem HDLC-Decodierblock 504 verbunden ist. Der Block 502 gibt ein Auslöse- bzw. Triggersignal an den Block 504 aus. Der Ausgang des Blocks 504 ist mit dem Eingang eines Hamming-Fehlerkorrekturblocks 506 verbunden, dessen Ausgang mit dem Eingang eines Überprüfungssummenblocks 508 verbunden ist. Anschließend an den Block 508 erfolgt eine Hammingdatenberechnung im Block 410. Der Ausgang des Blocks 410 ist mit dem Ausgang AUS des Datendecodierers 412 verbunden, an dessen Ausgang das Datenwort mit einer Länge von 11 Bits anliegt.

Der Rahmensynchronisationsblock 502 empfängt den Eingangsbitstrom und such darin das Synchronisationswort 202. Ist es gefunden, wird der HDLC-Decodierer 504 getriggert und die Eingangsdaten entsprechend decodiert. Anschließend erfolgt die Syndromberechnung und die Fehlerkorrektur durch den Hammingcode. Über das bitfehlerkorrigierte 15-Bitwort wird die Prüfsumme berechnet und mit den übertragenen Bits verglichen. Sind alle diese Operationen erfolgreich, werden die 15 Bits mit dem Hammingcode decodiert und die 11 übertragenen Datenbits aus dem Decodierer ausgegeben.

Es wird darauf hingewiesen, daß die im vorhergehenden beschriebenen Verfahren zum Codieren und zum Decodieren lediglich bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung darstellen, auf die die Erfindung nicht beschränkt ist.

Die wesentlichen Merkmale des erfindungsgemäßen Codierverfahrens zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal sind das Umwandeln des Audiosignals in den Spektralbereich, das Bestimmen der Maskierungsschwelle des Audiosignals, das Bereitstellen eines Pseudorauschsignals, das Bereitstellen des Datensignals, das Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen, das Gewichten des gespreizten Datensignals mit der Maskierungsschwelle und das Überlagern des Audiosignals und des gewichteten Signals.

Die wesentlichen Merkmale des erfindungsgemäßen Verfahrens zum Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals sind das Abtasten des Audiosignals, das nicht-rekursive Filtern des abgetasteten Audiosignals, und das Vergleichen des gefilteren Audiosignals mit einem Schwellenwert, um das Datensignal wiederzugewinnen.

Nachfolgend wird anhand der Fig. 6 ein System gemäß der vorliegenden Erfindung zum Bestimmen der Zuhörerverteilung einzelner Radiostationen anhand eines Kennungssignals näher beschrieben. Das anhand der Fig. 6 beschriebene System verwendet zum Einbringen des Kennungssignals in das übertragene Audiosignal, das im vorhergehenden beschriebene Codierungsverfahren, und verwendet zum Decodieren des Signals aus dem empfangenen Audiosignal, das oben beschriebene Decodierverfahren.

Das anhand der Fig. 6 beschriebene System ermöglicht es, die Zuhörerverteilung der einzelnen Radiostationen zuverlässig zu ermitteln. Das System ist unabhängig von den verwendeten Empfangsgeräten, so daß den unterschiedlichen Hörgewohnheiten Rechnung getragen werden kann.

Die Rundfunkübertragung kann ebenfalls über unterschiedliche Medien erfolgen:

- FM (analog)
- Kabel (analog und digital)
- DAB (220 MHz terrestrisch; 1,5 GHz terrestrisch und satellitengestützt)
- ADR
- Analoge Satelliten Unterträger (Fernsehsatelliten)
- LW/MW/KW
- Fernsehton

Es ist landesspezifisch, welche Medien für eine Auswertung relevant sind, jedoch ermöglicht es das in Fig. 6 dargestellte System die oben aufgeführten Medien zu unterstützen. Die Erfassung der Hörer-Reichweite erfolgt in einem vorbestimmten Zeitabstand, der abhängig vom jeweiligen Einzelfall einstellbar ist. Gemäß einem Beispiel kann der Zeitabstand 10 Sekunden betragen. Ferner muß festgelegt werden, wie aktuell die Auswertung zu sein hat. Gemäß dem in Fig. 6 dargestellten Beispiel eines Systems werden die Hörerdaten über Nacht erfaßt. Bei anderen Ausführungsbeispielen kann es ausreichend sein, das Erfassungsgerät alle 4 Wochen zur Datenauswertung einzusenden.

Das System, wie es in Fig. 6 näher dargestellt ist, umfaßt ein Erfassungsgerät, das seitens der Hörer eine hohe Akzeptanz erreicht, um die Zuverlässigkeit der Datenerhebung sicherzustellen. Um eine möglichst umfassende Datenermittlung sicherzustellen, wird das Erfassungsgerät am Körper des Testhörers bzw. Probanden getragen, und es handelt sich hierbei um ein kleines Gerät mit ausreichender Batterieversorgung, wie beispielsweise durch Akkus, das im Design ansprechend und in der Handhabung einfach ist. Die Akkus werden in einer Lade- bzw Dockingstation nachgeladen.

Das erfindungsgemäße System ist in Fig. 6 in seiner Gesamtheit mit dem Bezugszeichen 600 versehen. Das System 600 besteht aus folgenden Komponenten. Ein Audiosignal wird in einer Radiostation 602 erzeugt und mittels eines Kennungsgebers 604 mit einem Kennungssignal beaufschlagt. Die Beaufschlagung des Audiosignals durch den Kennungsgeber 604 erfolgt unter Verwendung des oben beschriebenen Codierverfahrens zum Einbringen eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal. Das mit dem Kennungssignal beaufschlagte Audiosignal wird an eine Antenne 606 weitergeleitet, die eine Abstrahlung 608 des Audiosignals bewirkt. Ein Rundfunkempfänger 610 bestehend aus einer Antenne 612, einem Empfängergerät 614 und zwei Lautsprechern 616 empfängt das abgestrahlte Audiosignal. Das von der Antenne 612 empfangene Audiosignal wird über den Empfänger 614 und die Lautsprecher 616 in ein hörbares Audiosignal 618 umgewandelt, das von einem Erfassungsgerät 620 empfangen wird. Bei dem in Fig. 6 dargestellten Ausführungsbeispiel ist das Empfangsgerät 620 in der Form einer Armbanduhr ausgestaltet. Das Erfassungsgerät 620 ist wirksam, um aus dem empfangenen Audiosignal 618 das Kennungssignal herauszuziehen. Dies erfolgt mittels des erfindungsgemäßen Verfahrens zum Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals. Das Kennungssignal, das von dem Empfangsgerät 620 bestimmt wird, wird in dem Empfangsgerät zwischengespeichert. Eine sogenannte Docking-Station 622 ist vorgesehen, um die Armbanduhr 620 beispielsweise während der Nacht aufzunehmen, um eine Übertragung der gespeicherten Kennungsdaten zu bewirken. Die Docking-Station 622 ist über eine Leitung 624 und eine entsprechende Verbindungsstelle 626, an die auch noch ein Fernsprecher 628 anschließbar ist, mit einem Kommunikationsnetzwerk 630 verbunden, das bei einem Ausführungsbeispiel das Telephonnetz ist. Über das Kommunikationsnetzwerk 630 werden die von dem Empfangsgerät 620 gespeicherten Daten bzw. Kennungsdaten an eine Zentrale 632 gesendet, die einen Rechner 634 aufweist, um die empfangenen Daten auszuwerten. Der Rechner 634 ist über eine Leitung 636 mit einem Modem 638

verbunden, das seinerseits über eine Leitung 640 und eine weitere Verbindungseinrichtung 642 mit dem Kommunikationsnetzwerk 630 verbunden ist.

Mit dem in Fig. 6 dargestellten System ist es möglich, tagesaktuell die Hörerdaten von ausgewählten Radiostationen zuverlässig zu ermitteln, wobei die zeitliche Auflösung des Systems im Bereich weniger Sekunden liegt. Durch die wenig aufwendige Technik kann das System kostengünstig realisiert werden.

Nachfolgend wird anhand der Fig. 7 ein System gemäß der vorliegenden Erfindung zum Bestimmen der Senderreichweite einer Radiostation anhand eines Kennungssignals näher beschrieben. Das anhand der Fig. 7 beschriebene System verwendet zum Einbringen des Kennungssignals in das übertragene Audiosignal, das im vorhergehenden beschriebene Codierungsverfahren, und verwendet zum Decodieren des Signals aus dem empfangenen Audiosignal, das oben beschriebene Decodierverfahren.

Das erfindungsgemäße System ist in Fig. 7 in seiner Gesamtheit mit dem Bezugszeichen 700 versehen. Bei dem System 700 wird ein Audiosignal in einer Radiostation 702 zum Beispiel in einem Studio 704 erzeugt und mittels eines Kennungsgebers bzw. Kodierers 706 mit einem Kennungssignal beaufschlagt. Die Beaufschlagung des Audiosignals durch den Kennungsgeber 706 erfolgt unter Verwendung des oben beschriebenen Codierverfahrens zum Einbringen eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal. Das mit dem Kennungssignal beaufschlagte Audiosignal wird an eine Antenne 708 weitergeleitet, die eine Abstrahlung 710 des Audiosignals bewirkt. Ein Rundfunkempfänger 712, beispielsweise ein Testempfänger, bestehend aus einer Antenne 714 und einem Empfängergerät 716 empfängt das abgestrahlte Audiosignal. Der in Fig. 7 dargestellte Empfänger 716 dient lediglich dazu, das Audiosignal zu empfangen. Da es bei diesem Ausführungsbeispiel lediglich um die Feststellung der Senderreichweite geht, kann auf eine Wiedergabe des gesendeten Audiosignals verzichtet werden.

Ein Vorteil dieser Vorgehensweise besteht darin, das zum Feststellen der Senderreichweite nicht nur ein begrenzter Bandbereich in dem Audiosignal zur Übertragung des Datensignals verwendet werden kann. Es ist möglich, die gesamte Bandbreite des gesendeten Audiosignals zu verwenden. Dadurch kann entweder die Dekodiersicherheit oder die übertragene Datenmenge gesteigert werden.

Bei dem in Fig. 7 dargestellten Ausführungsbeispiel ist der Decodierer 718, der das Verfahren zum Decodieren ausführt, durch einen Computer 720 gebildet, der das Verfahren softwaretechnisch realisiert. Wie in Fig.7 zu sehen ist, ist der Empfänger 716 wirksam über eine Leitung oder ein Kabel 722 mit einer sogenannten Soundkarte 724 in dem Computer verbunden, um eine Verarbeitung des Audiosignals durch den Computer zu ermöglichen. Die Übertragung von dem Empfänger 712 zu dem Decodierer 718 über die Leitung 722 erfolgt analog. Mit anderen Worten wird das empfangene Audiosignal direkt vom Empfänger 712 in den Decodierer 718 eingespeist.

Der Decodierer 718 ist über eine Leitung 724 mit einem Modem 728 verbunden, das seinerseits über eine weitere Leitung 730 mit einer entsprechenden Verbindungsstelle 732 verbunden ist. Die Verbindungsstelle 732 ist mit einem Kommunikationsnetzwerk 734, beispielsweise mit einem Fernsprechnetz, verbunden. Über das Kommunikationsnetzwerk 734 werden die aus dem Datensignal erfaßten Daten bzw. Kennungsdaten an eine Zentrale 736 gesendet, die einen Rechner 738 aufweist, um die empfangenen Daten auszuwerten. Der Rechner 738 ist über eine Leitung 740 mit einem Modem 742 verbunden, das seinerseits mit dem Kommunikationsnetzwerk 734 verbunden ist.

Anhand der Fig. 8 wird nachfolgend ein System zum Kennzeichnen von Audiosignalen beschrieben, das dazu dient, Tonträger und Kopien von Tonträgern anhand des in das Audiosignals eingebrachten Kennungssignals zu identifizieren. Der Vorteil besteht darin, daß dadurch ermöglicht wird, eventuelle Raubkopien ohne weiteres zu identifizieren, da jeder einzelne

Tonträger mit einer individuellen Kennung ab Werk versehen ist.

In Fig. 8a ist schematisch die Herstellung eines Tonträgers, wie zum Beispiel einer Compact Disk "CD", in einem Presswerk 800 dargestellt. Das Presswerk 800 umfaßt eine Abspielvorrichtung 802, in der ein Masterband läuft, das die auf eine CD aufzubringenden Audiosignale enthält. Die CD wird in einem Preßwerk 804 gepreßt. Zwischen Preßwerk und 804 und Abspielvorrichtung 802 ist ein Codierer 806 angeordnet. Durch den Codierer wird jeder CD ein Kennungssignal zugeordnet, das in das Audiosignal eingebracht wird. Die Codierung erfolgt gemäß dem oben beschriebenen Codierverfahren. Um die Erzeugung individueller Kennungssignale für einzelne CDs sicherzustellen, ist dem Codierer 806 ein Zähler zugeordnet, der beispielsweise fortlaufende Identifikationsnummern als Kennungssignal bereitstellt, das in das Audiosignal eingebracht wird.

Anhand der Fig. 8b wird die Wirkungsweise der Kennungen auf einzelnen CDs näher erläutert. Eine CD 808, die mit einer individuellen Kennung versehen ist, wird mehrmals kopiert, wie dies durch die schematisch dargestellten Abspielgeräte 810 angedeutet ist. Die Kopien können sowohl analog als auch digital erstellt werden.

Nach dem die Kennung in dem Audiosignal eingebaut ist, wird diese auch bei einer Übertragung des Audiosignals in Form eine Tondatei (Soundfile) über das Internet beibehalten, wie die in Fig. 8 durch das Bezugszeichen 812 angedeutet ist. Auf diese Weise können Rückschlüsse auf die Sounddatei auf dem Tonträger vorgenommen werden.

Nachfolgend wird ein weiteres Ausführungsbeispiel anhand der Fig. 9 beschrieben. In Fig. 9 ist ein System zur Fernsteuerung von Audiogeräten dargestellt, das die erfindungsgemäßen Verfahren zum Codieren und Decodieren verwendet.

Das erfindungsgemäße System ist in Fig. 9 in seiner Gesamtheit mit dem Bezugszeichen 900 versehen. Bei dem System 900 wird ein Audiosignal in einer Radiostation 902 zum Beispiel in einem Studio 904 erzeugt. Mittels eines Kodierers 706 wird ein Datensignal bzw. Steuerungssignal in das Audiosignal eingebracht. Die Beaufschlagung des Audiosignals durch den Kodierer 906 erfolgt unter Verwendung des oben beschriebenen Codierverfahrens zum Einbringen eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal. Das mit dem Signal beaufschlagte Audiosignal wird an eine Antenne 908 weitergeleitet, die eine Abstrahlung 910 des Audiosignals bewirkt. Ein Empfänger 912, bestehend aus einer Antenne 914 und einem Empfängergerät 916 empfängt das abgestrahlte Audiosignal. In dem Empfänger 916 ist ein Decodierer vorgesehen, der das in dem Audiosignal enthaltene Datensignal gemäß dem oben beschriebenen Decodierverfahren herauszieht. Der Empfänger ist derart aufgebaut, daß er auf das Datensignal reagiert, um beispielsweise die Aufzeichnung eines Musikprogramms eines Radiosenders zu beginnen. Aufgrund des aus dem Audiosignal herausgezogenen Datensignals bewirkt der Empfänger, daß ein Aufnahmegerät 918 aktiviert wird, mit dem das gesendete Audiosignal aufgezeichnet wird. Hierdurch wird für Radios in System geschaffen, das ein Verfahren bereitstellt, das dem "VPS"-Verfahren beim Fernsehen vergleichbar ist.

Gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird ein System geschaffen, daß einen parallel zum Audiosignal arbeitenden Datenkanal in Audiogeräten, die digitale Daten verarbeiten, bereitstellt. Dieser Datenkanal hat eine niedrige Bitrate, in den Informationen gemäß dem oben beschriebenen Verfahren eingebracht werden, und gemäß dem oben beschriebenen Decodierverfahren herausgezogen werden.

Es wird darauf hingewiesen, daß der im vorhergehenden beschriebene Codierer und Decodierer lediglich bevorzugte Ausführungsbeispiele sind. Die wesentlichen Merkmale des Codierers zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals

in ein Audiosignal sind das Umwandeln des Audiosignals in den Spektralbereich, das Bestimmen der Maskierungsschwelle des Audiosignals, das Bereitstellen eines Pseudorauschsignals, das Bereitstellen des Datensignals, das Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen, das Gewichten des gespreizten Datensignals mit der Maskierungsschwelle und das Überlagern des Audiosignals und des gewichteten Signals.

Die wesentlichen Merkmale des Decodierers zum Herausziehen nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals sind das Abtasten des Audiosignals, das nicht-rekursive Filtern des abgetasteten Audiosignals, und das Vergleichen des gefilteren Audiosignals mit einem Schwellenwert, um das Datensignal wiederzugewinnen.

Patentansprüche

1. Codierverfahren zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals (x(n)) in ein Audiosignal (n(k)), mit folgenden Schritten:

 a) Umwandeln des Audiosignals (n(k)) in den Spektralbereich;

 b) Bestimmen der Maskierungsschwelle ($W(\omega)$) des Audiosignals;

 c) Bereitstellen eines Pseudorauschsignals;

 d) Bereitstellen des Datensignals;

 e) Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen;

 f) Gewichten des gespreizten Datensignals mit der Maskierungsschwelle; und

 g) Überlagern des Audiosignals und des gewichteten Datensignals.

2. Codierverfahren nach Anspruch 1, bei dem der Schritt a) das Anwenden einer schnellen Fourier-Transformation auf das Audiosignal einschließt.

3. Codierverfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei dem der Schritt b) folgende Schritte umfaßt:

 b1) Aufteilen des Spektrums des Audiosignals in kritische Bänder (z);

b2) Bestimmen der Energie in jedem kritischen Band;

b3) Berechnen der Spreizungsfunktion für jedes kritische Band;

b4) Falten der Spreizungsverläufe aller kritischen Bänder mit den Bandenergien, um den Verlauf der Anregung zu erhalten;

b5) Bestimmen der Unvorhersagbarkeit des Signals;

b6) Falten der Unvorhersagbarkeit mit der Spreizungsfunktion, um ein Maß für die Tonalität zu gewinnen;

b7) Berechnen des Verdeckungsmaßes aus der Tonalität; und

b8) Berechnen der Maskierungsschwelle aus der Anregung unter Berücksichtigung des Verdeckungsmaßes.

4. Codierverfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei dem der Schritt b) folgende Schritte umfaßt:

b1) Aufteilen des Spektrums des Audiosignals in kritische Bänder (z);

b2) Bestimmen der Energie in jedem kritischen Band; und

b3) Bestimmen der Maskierungsschwelle aus den Bandenergien unter Berücksichtigung des Verdeckungsmaßes für tonale Verdeckung.

5. Codierverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem das Pseudorauschsignal eine Bandbreite von 6 kHz hat.

6. Codierverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, bei dem das Datensignal eine Bandbreite von 50 Hz hat.

7. Codierverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6, bei dem das Datensignal einen Blockcode kanalcodiert ist.

8. Codierverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7, bei dem vor dem Schritt e) das Pseudorauschsignal und das Datensignal in antipodische Signale umgewandelt werden.

9. Codierverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8, bei dem der Schritt e) folgende Schritte umfaßt:

 e1) BPSK-Basisbandmodulieren des Datensignals mit dem Pseudorauschsignal;

 e2) BPSK-Modulieren des modulierten Signals aus dem Schritt e1) mit einem Trägersignal, dessen Frequenz im Bereich des hörbaren Audiospektrums liegt; und

 e3) Umformen des modulierten Signals aus dem Schritt e2) in den Spektralbereich.

10. Codierverfahren nach Anspruch 9, bei dem das Trägersignal cosinusförmig ist und eine Frequenz von 3 kHz hat.

11. Codierverfahren nach Anspruch 9, bei dem der Schritt e1) durch eine Manchestercodierung des Pseudorauschsignals realisiert wird.

12. Codierverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 11, bei dem vor dem Schritt g) das gewichtete Datensignal aus dem Schritt f) in den Zeitbereich transformiert wird.

13. Codierverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 11, bei dem im Schritt g) das gewichtete Datensignal aus dem Schritt f) mit dem Audiosignal im Spektralbereich

überlagert wird und das überlagerte Signal anschließend in den Zeitbereich zurücktransformiert wird.

14. Codierverfahren nach Anspruch 12 oder 13, bei dem die Rücktransformation in den Zeitbereich durch eine schnelle Fourier-Transformation erfolgt.

15. Verfahren zum Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals, mit folgenden Schritten:

a) Abtasten des Audiosignals;

b) nicht-rekursives Filtern des abgetasteten Audiosignals; und

c) Vergleichen des gefilterten Audiosignals mit einem Schwellenwert, um das Datensignal wiederzugewinnen.

16. Verfahren nach Anspruch 9, bei dem das Audiosignal mit einem Mikrophon empfangen wird.

17. Verfahren nach einem der Ansprüche 9 oder 10, bei dem vor dem Schritt a) das Audiosignal Tiefpaß-gefiltert und verstärkt wird.

18. Codierer zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals (x(n)) in ein Audiosignal (n(k)), der

- das Audiosignal (n(k)) in den Spektralbereich umwandelt;

- die Maskierungsschwelle (W(ω)) des Audiosignals bestimmt;

- ein Pseudorauschsignal bereitstellt;

- ein Datensignal bereitstellt;

- das Pseudorauschsignal mit dem Datensignal multipliziert, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen;

- das gespreizte Datensignal mit der Maskierungsschwelle gewichtet; und

- das Audiosignal und das gewichtete Datensignal gewichtet.

19. Codierer nach Anspruch 18, der das Audiosignal durch eine schnelle Fourier-Transformation in den Spektralbereich umwandelt.

20. Codierer nach Anspruch 18 oder 19, der bei der Bestimmung der Maskierungsschwelle

- das Spektrum des Audiosignals in kritische Bänder (z) aufteilt;

- die Energie in jedem kritischen Band bestimmt;

- die Spreizungsfunktion für jedes kritische Band berechnet;

- die Spreizungsverläufe aller kritischen Bänder mit den Bandenergien faltet, um den Verlauf der Anregung zu erhalten;

- die Unvorhersagbarkeit des Signals bestimmt;

- das Verdeckungsmaß aus der Tonalität bestimmt; und

- die Maskierungsschwelle aus der Anregung unter Berücksichtigung des bestimmten Verdeckungsmaßes berechnet.

21. Codierer nach Anspruch 18 oder 19, der bei der Bestimmung der Maskierungsschwelle

- das Spektrum des Audiosignals in kritische Bänder (z) aufteilt;

- die Energie in jedem kritischen Band bestimmt;

- die Maskierungsschwelle aus den Bandenergien unter Berücksichtigung des Verdeckungsmaßes für die tonale Verdeckung bestimmt.

22. Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 21, bei dem das Pseudorauschsignal eine Bandbreite von 6 kHz hat.

23. Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 22, bei dem das Datensignal eine Bandbreite von 50 Hz hat.

24. Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 23, der das Datensignal durch einen Blockcode kanalcodiert.

25. Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 24, der vor dem Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal das Pseudorauschsignal und das Datensignal in antipodische Signale umwandelt.

26. Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 25, der beim Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal

- eine BPSK-Basisbandmodulation des Datensignals mit dem Pseudorauschsignal bewirkt;

- eine BPSK-Modulation des modulierten Signals aus dem mit einem Trägersignal, dessen Frequenz im Bereich des hörbaren Audiospektrums liegt, bewirkt; und

- das modulierte Signal in den Spektralbereich umwandelt.

27. Codierer nach Anspruch 26, bei dem das Trägersignal cosinusförmig ist und eine Frequenz von 3 kHz hat.

28. Codierer nach Anspruch 26, bei dem das Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal durch eine Manschester-Codierung des Pseudorauschsignals erfolgt.

29. Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 25, der vor dem Umwandeln des modulierten Spreizbandsignals das gewichtete Datensignal in den Zeitbereich transformiert.

30. Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 25, der vor dem Umwandeln des modulierten Spreizbandsignals das gewichtete Datensignal mit dem Audiosignal im Spektralbereich überlagert und das überlagerte Signal anschließend in den Zeitbereich zurücktransformiert.

31. Codierer nach Anspruch 29 oder 30, der die Rücktransformation in den Zeitbereich durch eine schnelle Fourier-Transformation bewirkt.

32. Decodierer zum Herausziehen eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals, der

- das Audiosignal abtastet;

- das abgetastete Audiosignal nicht-rekursiv filtert; und

- das gefilterte Audiosignal mit einem Schwellenwert vergleicht, um das Datensignal wiederzugewinnen.

33. Decodierer nach Anspruch 32, der das Audiosignal mit einem Mikrophon empfangen wird.

34. Decodierer nach Anspruch 32 oder 33, der das Audiosignal vor dem Abtasten Tiefpaß-filtert und verstärkt.

35. Decodierer nach einem der Ansprüche 32 bis 34, der bei der Wiedergewinnung des Datensignals

- einen Korrelatorpeak auffindet;

- die Bitsynchronisation steuert, und

- eine Rahmensynchronisation und eine Kanaldekodierung durchführt.

36. System zum Bestimmen der Zuhörerverteilung einzelner Radiostationen anhand eines Kennungssignals, mit einem Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 31, der das Kennungssignal in das Audiosignal einbringt, und mit einem Decodierer nach einem der Ansprüche 32 bis 35, der das Kennungssignal aus dem gesendeten Audiosignal herauszieht.

37. System zum Bestimmen der Senderreichweite einer Radiostation anhand eines Kennungssignals, mit einem Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 31, der das Kennungssignal in das Audiosignal einbringt, und mit einem Decodierer nach einem der Ansprüche 32 bis 35, der das Kennungssignal aus dem gesendeten Audiosignal herauszieht.

38. System zum Kennzeichnen von Audiosignalen mit einer eindeutigen Kennummer zur Identifizierung der Quellen von Kopien von Tonträgern, mit einem Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 31, der die Kennummer in das Audiosignal einbringt, und mit einem Decodierer nach einem der Ansprüche 32 bis 35, der die Kennummer aus dem gesendeten Audiosignal herauszieht.

39. System zum Fernsteuern von Audiogeräten anhand eines Steuerungssignals, mit einem Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 31, der das Steuerungssignal in das Audiosignal einbringt, und mit einem Decodierer nach einem der Ansprüche 32 bis 35, der das Steuerungssignal aus dem gesendeten Audiosignal herauszieht.

40. System zum Fernsteuern von Audiogeräten anhand eines Steuerungssignals, nach Anspruch 38, bei dem die Aufzeichnung eines Audiosignals in einem Aufnahmegerät durch das Steuerungssignal begonnen und/oder beendet wird.

41. System zum Bereitstellen eines zum Audiosignal parallel arbeitenden Datenkanals mit niedriger Bitrate in digital verarbeitenden Audiogeräten, mit einem Codierer nach einem der Ansprüche 18 bis 31, der die Informationen in das Audiosignal einbringt, und mit einem Decodierer nach einem der Ansprüche 32 bis 35, der die Informationen aus dem gesendeten Audiosignal herauszieht.

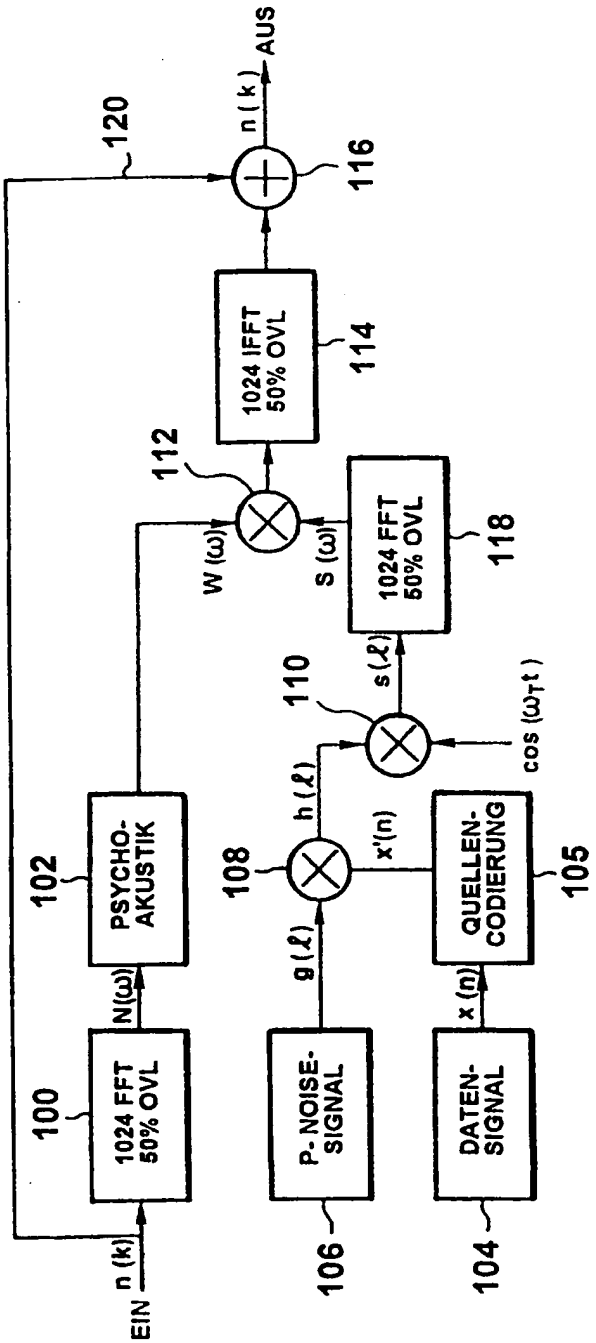

EIN
n (k)
100
1024 FFT 50% OVL
N(ω)
102
PSYCHO-AKUSTIK
W (ω)
112
106
P- NOISE-SIGNAL
g (ℓ)
108
h (ℓ)
110
104
DATEN-SIGNAL
x (n)
x'(n)
QUELLEN-CODIERUNG
105
cos (ω_T t)
s (ℓ)
S (ω)
1024 FFT 50% OVL
118
1024 IFFT 50% OVL
114
120
116
n (k)
AUS

FIG.1

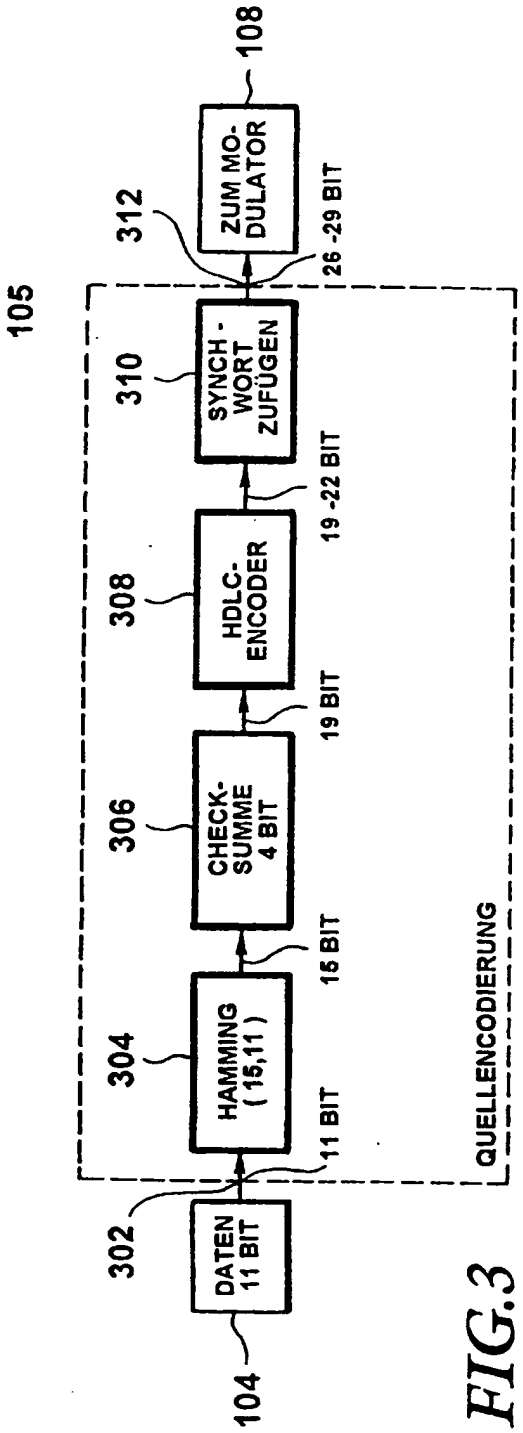

105
104
DATEN 11 BIT
302
11 BIT
304
HAMMING (15,11)
15 BIT
306
CHECK-SUMME 4 BIT
19 BIT
308
HDLC-ENCODER
19 -22 BIT
310
SYNCH-WORT ZUFÜGEN
26 -29 BIT
312
ZUM MO-DULATOR
108
QUELLENCODIERUNG

FIG.3

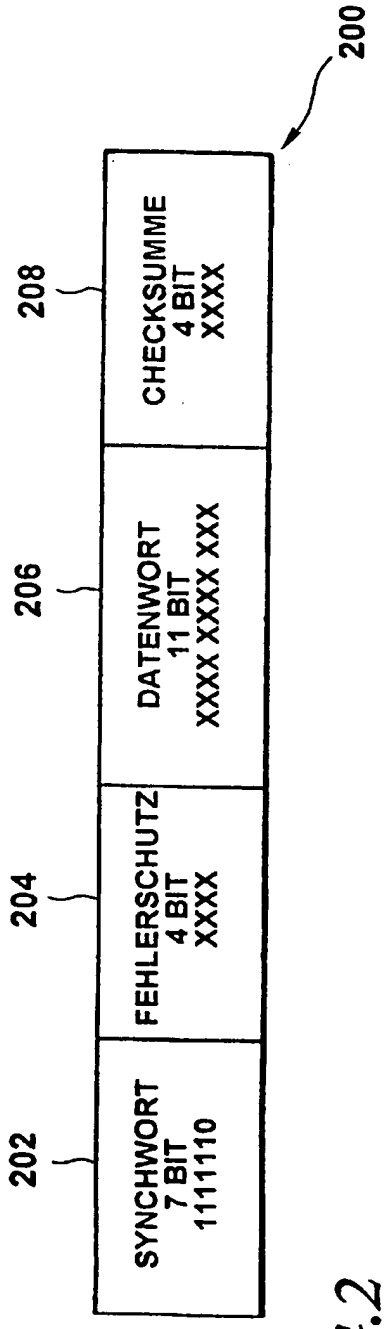

200
202
SYNCHWORT 7 BIT 1111110
204
FEHLERSCHUTZ 4 BIT XXXX
206
DATENWORT 11 BIT XXXX XXXX XXX
208
CHECKSUMME 4 BIT XXXX

FIG.2

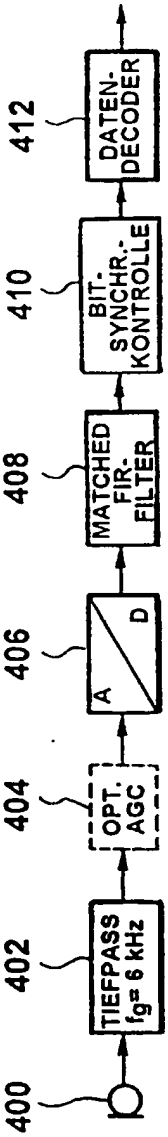

400
402
TIEFPASS fg= 6 kHz
404
OPT. AGC
406
A
D
408
MATCHED FIR-FILTER
410
BIT-SYNCHR.-KONTROLLE
412
DATEN-DECODER

FIG.4

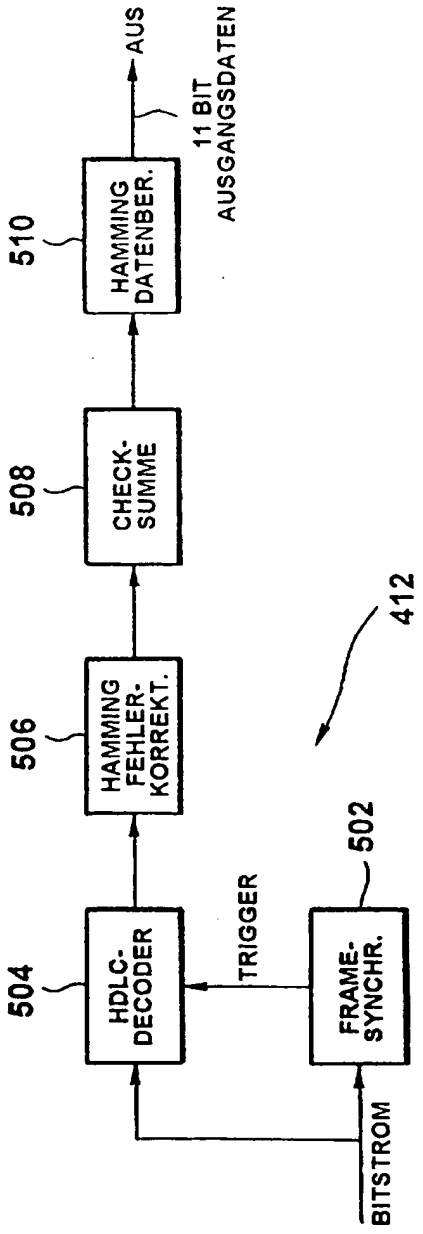

504
HDLC-DECODER
TRIGGER
502
FRAME-SYNCHR.
BITSTROM
506
HAMMING FEHLER-KORREKT.
508
CHECK-SUMME
510
HAMMING DATENBER.
AUS
11 BIT AUSGANGSDATEN
412

FIG.5

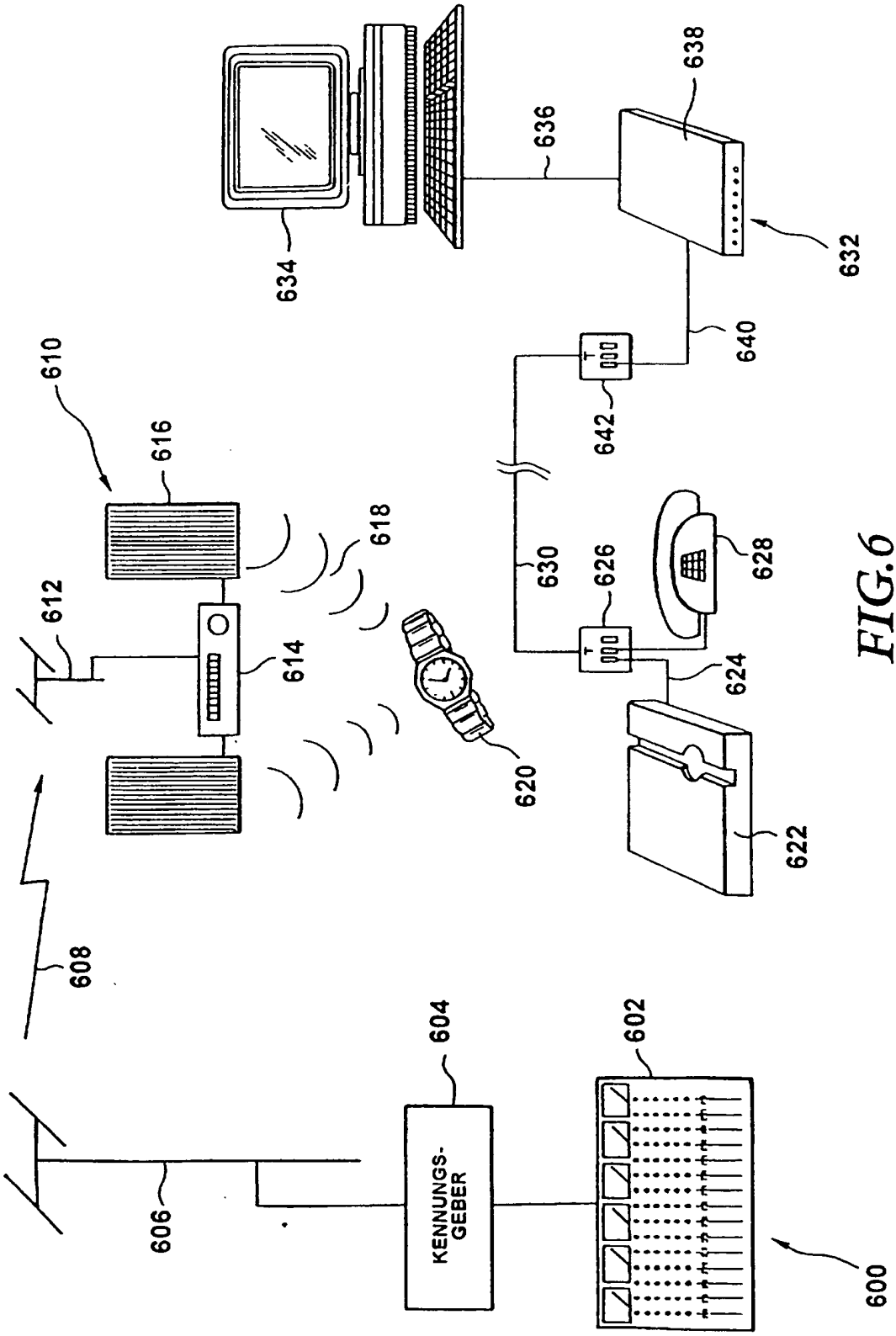

KENNUNGS-
GEBER
600
602
604
606
608
610
612
614
616
618
620
622
624
626
628
630
632
634
636
638
640
642

FIG.6

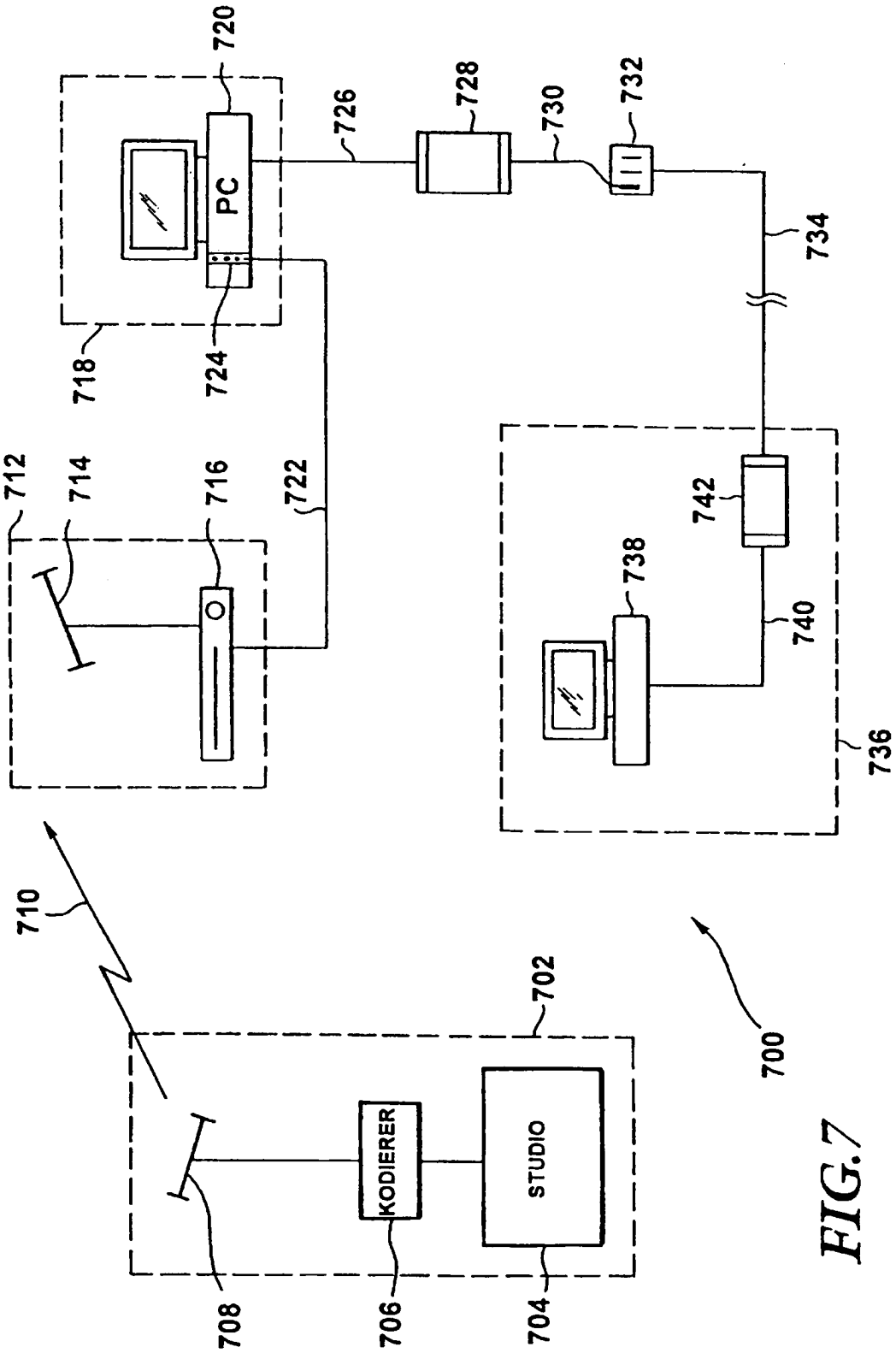
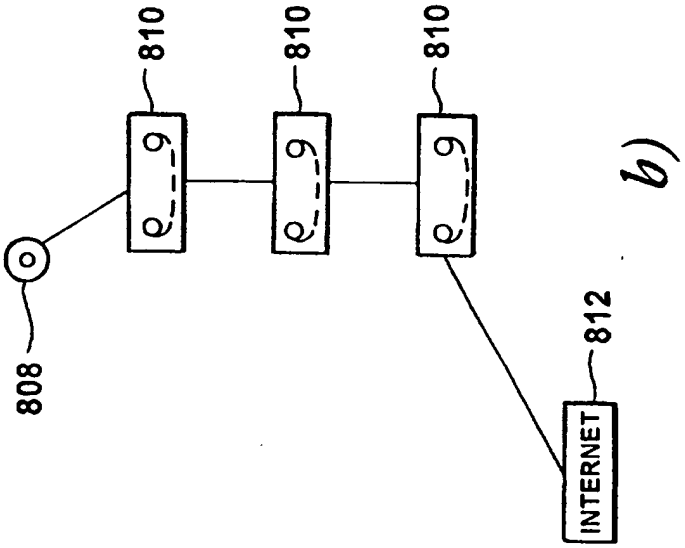

720
PC
726
728
730
732
734
718
724
712
714
716
722
742
738
740
736
710
702
700
KODIERER
STUDIO
708
706
704

FIG.7


810
810
810
808
812
INTERNET
b)

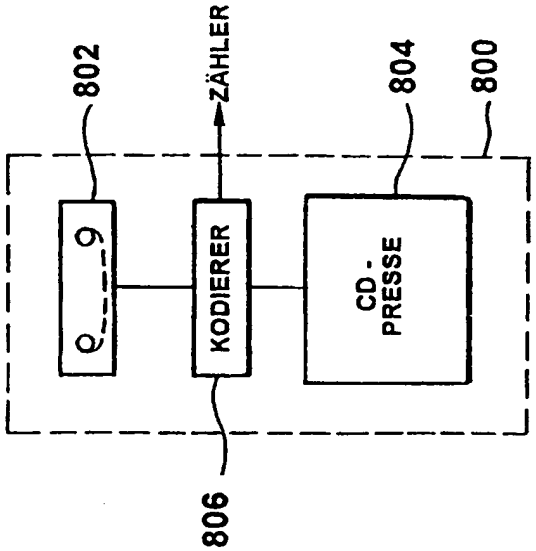

802
ZÄHLER
804
800
KODIERER
CD-PRESSE
806
a)

FIG.8

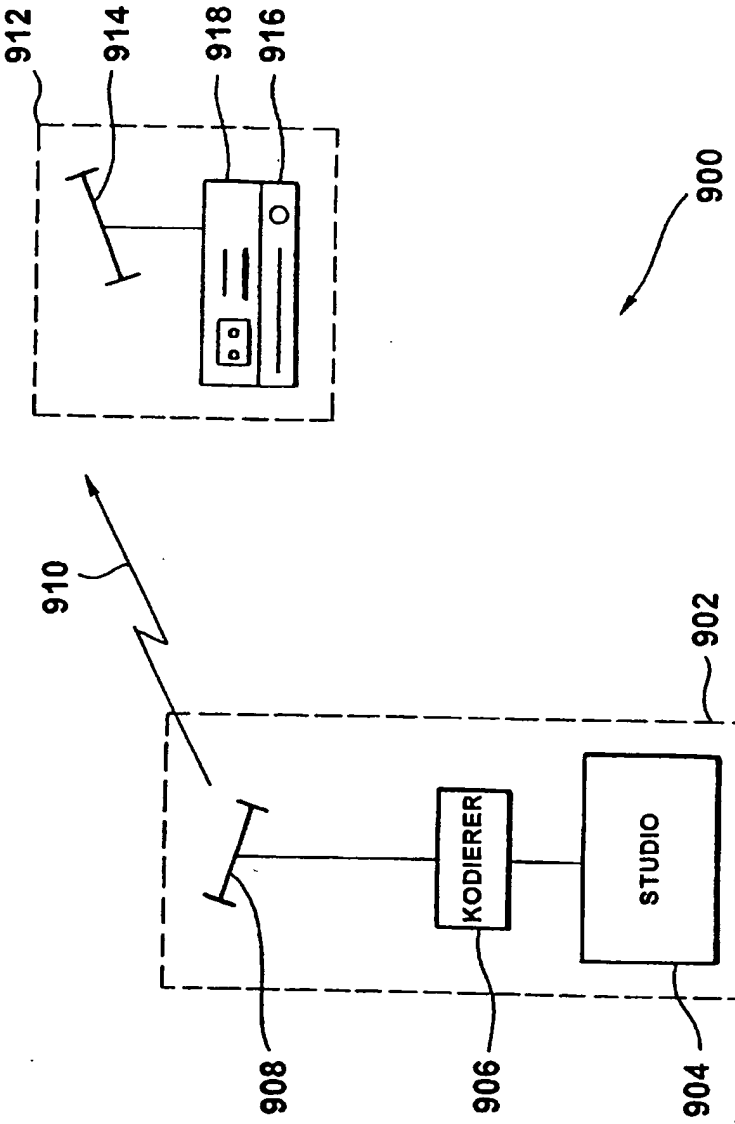


FIG.9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Internat Application No
PCT/EP 97/00338

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 6 H04H1/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 6 H04H

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5 473 631 A (MOSES) 5 December 1995 see column 1, line 1 - column 4, line 38; claims 1,2,10,12,16,24,28,29,37	1,15,18, 32
A	US 5 450 490 A (JENSEN ET AL.) 12 September 1995 see column 1, line 1 - column 5, line 50; claims 1,11,14,18,24,30,34,37; figures 1-3	1,15,18, 32
A	US 3 885 217 A (CINTRON) 20 May 1975 see column 1, line 1 - line 64; claims 1,20,26,38,39	1
A	US 5 212 551 A (CONANAN) 18 May 1993 see column 1, line 1 - column 4, line 50; claims 1,11; figure 1	1

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

1

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
9 June 1997	27. 06. 97

Name and mailing address of the ISA	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+ 31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+ 31-70) 340-3016	De Haan, A.J.

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Internat Application No
PCT/EP 97/00338

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5473631 A	05-12-95	US 5404377 A	04-04-95
US 5450490 A	12-09-95	AU 2196995 A	23-10-95
		CA 2185790 A	12-10-95
		DE 19581594 T	27-03-97
		DK 105996 A	14-11-96
		EP 0753226 A	15-01-97
		FI 963827 A	29-11-96
		GB 2302000 A	18-12-96
		LU 88820 A	18-03-97
		NO 964062 A	19-11-96
		PL 316631 A	03-02-97
		SE 9603570 A	29-11-96
		WO 9527349 A	12-10-95
US 3885217 A	20-05-75	NONE	
US 5212551 A	18-05-93	NONE	

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internat. Aktenzeichen
PCT/EP 97/00338

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
IPK 6 H04H1/00

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)
IPK 6 H04H

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	US 5 473 631 A (MOSES) 5.Dezember 1995 siehe Spalte 1, Zeile 1 - Spalte 4, Zeile 38; Ansprüche 1,2,10,12,16,24,28,29,37	1,15,18, 32
A	US 5 450 490 A (JENSEN ET AL.) 12.September 1995 siehe Spalte 1, Zeile 1 - Spalte 5, Zeile 50; Ansprüche 1,11,14,18,24,30,34,37; Abbildungen 1-3	1,15,18, 32
A	US 3 885 217 A (CINTRON) 20.Mai 1975 siehe Spalte 1, Zeile 1 - Zeile 64; Ansprüche 1,20,26,38,39	1
A	US 5 212 551 A (CONANAN) 18.Mai 1993 siehe Spalte 1, Zeile 1 - Spalte 4, Zeile 50; Ansprüche 1,11; Abbildung 1	1

☐ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :
"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist
"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist
"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)
"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht
"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist
"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist
"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden
"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist
"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche	Absendedatum des internationalen Recherchenberichts
9.Juni 1997	27. 06. 97

Name und Postanschrift der Internationale Recherchenbehörde	Bevollmächtigter Bediensteter
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016	De Haan, A.J.

Formblatt PCT/ISA/210 (Blatt 2) (Juli 1992)

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internes Aktenzeichen
PCT/EP 97/00338

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 5473631 A	05-12-95	US 5404377 A	04-04-95
US 5450490 A	12-09-95	AU 2196995 A	23-10-95
		CA 2185790 A	12-10-95
		DE 19581594 T	27-03-97
		DK 105996 A	14-11-96
		EP 0753226 A	15-01-97
		FI 963827 A	29-11-96
		GB 2302000 A	18-12-96
		LU 88820 A	18-03-97
		NO 964062 A	19-11-96
		PL 316631 A	03-02-97
		SE 9603570 A	29-11-96
		WO 9527349 A	12-10-95
US 3885217 A	20-05-75	KEINE	
US 5212551 A	18-05-93	KEINE	